

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-058679
(43)Date of publication of application : 03.03.1995

(51)Int.Cl. H04B 7/08
H04B 7/26

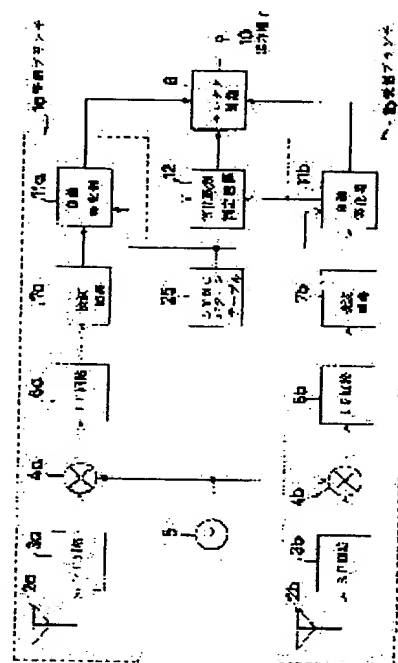
(21)Application number : 05-161814 (71)Applicant : SONY CORP
(22)Date of filing : 30.06.1993 (72)Inventor : SATO TERUO

(54) DIVERSITY RECEIVER

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide optimum reception data even when they are used in a digital mobile communications system by comparing the equalization errors of the automatic equalizers of reception branches and using the reception data demodulated in the reception branch whose equalization error is the minimum.

CONSTITUTION: The output signals of the respective detection circuits 7a and 7b of the reception branches 1a and 1b are respectively supplied to the synchronizing data detection circuits of the automatic equalizers 11a and 11b and the synchronizing data detection circuits perform comparison with synchronizing signal patterns from a synchronizing pattern table 25. Then in a filter coefficient setting circuit, the filter coefficients of the automatic equalizers 11a and 11b are set by using synchronizing signal data detected by the synchronizing data detection circuits. The equalization errors of the automatic equalizers 11a and 11b are obtained by the filter coefficients. The equalization errors are supplied to an equalization error judgement circuit 12 and the demodulation signals of the reception branch whose equalization error is judged in the circuit 12 are outputted to an output terminal 10 as the reception data in a selector circuit 8.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.11.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3329002

[Date of registration] 19.07.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-58679

(43) 公開日 平成7年(1995) 3月3日

(51) Int.Cl.⁶H 0 4 B 7/08
7/26

識別記号

A 4229-5K

9297-5K

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 7/ 26

技術表示箇所

D

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平5-161814

(22) 出願日 平成5年(1993) 6月30日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 佐藤 輝雄

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

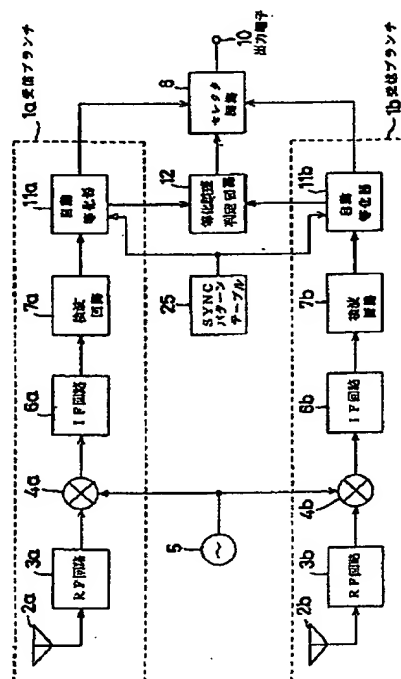
(74) 代理人 弁理士 松隈 秀盛

(54) 【発明の名称】 ダイバーシチ受信機

(57) 【要約】

【目的】 自動車電話等のデジタル移動通信システムに使用しても最適な受信データの得られるダイバーシチ受信機を得ることを目的とする。

【構成】 デジタルデータを受信する複数例えば2個の受信ブランチ1a, 1bを有するダイバーシチ受信機において、この複数の受信ブランチ1a, 1bの夫々に受信信号データ系列中から同期信号データ部を検出する同期データ検出手段23を設けると共にこの同期データ検出手段23により検出された同期信号データ部を用いて自動等化器11a, 11bのフィルタ係数を設定するフィルタ係数設定手段27を設け、この複数の受信ブランチ1a, 1bの自動等化器11a, 11bの等化誤差のレベルを比較する等化誤差判定手段12を設けると共に、この等化誤差判定手段12により、この等化誤差が最小と判定された受信ブランチで復調された受信データを使用するようにしたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタルデータを受信する複数の受信ブランチを有するダイバーシチ受信機において、前記複数の受信ブランチの夫々に受信信号データ系列中から同期信号データ部を検出する同期データ検出手段を設けると共に該同期データ検出手段により検出された同期信号データ部を用いて自動等化器のフィルタ係数を設定するフィルタ係数設定手段を設け、前記複数の受信ブランチの自動等化器の等化誤差のレベルを比較する等化誤差判定手段を設けると共に該等化誤差判定手段によりこの等化誤差が最小と判定された前記受信ブランチで復調された受信データを使用するようにしたことを特徴とするダイバーシチ受信機。

【請求項2】 デジタルデータを受信する複数の受信ブランチを有するダイバーシチ受信機において、前記複数の受信ブランチの夫々に受信信号データ系列中から同期信号データ部を検出する同期データ検出手段を設けると共に該同期データ検出手段により検出された同期信号データ部を用いて送信機と受信機との間のインパルス応答をモデル化する伝送路特性推定手段とを設け、前記複数の受信ブランチにおける伝送モデルを基にして、ビタビアルゴリズムを用いて送信データ系列を推定すると共に前記複数の受信ブランチにおける生き残りパスを有しているパスメトリックの尤度を比較して、最尤パスと判定された前記受信ブランチのパスメトリックの内容を復調データとして使用するようにしたことを特徴とするダイバーシチ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は例えば自動車電話等のデジタル移動通信システムに使用して好適なダイバーシチ受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般に自動車電話のように高速で移動する移動局と基地局との間には高層ビル等が介在することによりいわゆるマルチパスの影響を受けて、基地局及び移動局間の伝送特性が大幅に劣化してしまうので、エラーの少ないデータ伝送が困難であった。しかも、この等価的な伝送特性が時々刻々変動する。

【0003】 このような移動通信システムにおいて、エラーの少ない受信を実現するためには、こうした伝送特性の変動に対応し得る受信システムが必要となる。その中の1つとしてダイバーシチ受信方式が従来より知られている。

【0004】 図15に従来の最も実用的な選択合成法と呼ばれるダイバーシチ受信機を示す。この図15において、1a及び1bは夫々受信ブランチを示し、この夫々の受信ブランチ1a及び1bは受信用アンテナ2a、2b、高周波回路3a、3b、混合回路4a、4b、中間周波回路6a、6b、検波回路7a、7bより成り、共

通に局部発振回路5を有している。

【0005】 この受信ブランチ1a及び1bの夫々の検波回路7a及び7bの出力信号をセレクト回路8に供給すると共に中間周波回路6a及び6bの夫々の出力信号を信号強度比較回路9に供給し、この信号強度比較回路9にて受信ブランチ1a及び1bの信号強度を比較し、信号強度の強い方の受信ブランチの出力信号をセレクト回路8で選択して、出力端子10に供給する如くしている。従って、斯る図15例においては受信信号強度が最大となる受信ブランチの検波回路より受信データを出力端子10に得ることができる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 然しながら、デジタルデータ伝送系においては、その信号レベルの大小が誤り率の良否と1対1に対応するとは限らないので、図15に示す如き従来のダイバーシチ受信機においては上述のデジタルデータを伝送する自動車電話等に使用したときには、最適な受信データが得られるとは限らない不都合があった。

【0007】 本発明は斯る点に鑑み、例えば自動車電話等のデジタル移動通信システムに使用しても最適な受信データの得られるダイバーシチ受信機を得ることを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】 本発明ダイバーシチ受信機は例えば図1、図2に示す如く、デジタルデータを受信する複数の受信ブランチ1a、1bを有するダイバーシチ受信機において、この複数の受信ブランチ1a、1bの夫々に受信信号データ系列中から同期信号データ部を検出する同期データ検出手段23を設けると共にこの同期データ検出手段23により検出された同期信号データ部を用いて自動等化器11a、11bのフィルタ係数を設定するフィルタ係数設定手段27を設け、この複数の受信ブランチ1a、1bの自動等化器11a、11bの等化誤差のレベルを比較する等化誤差判定手段12を設けると共にこの等化誤差判定手段12により、この等化誤差が最小と判定された受信ブランチで復調された受信データを使用するようにしたものである。

【0009】 また本発明ダイバーシチ受信機は例えば図6、図7に示す如く、デジタルデータを受信する複数の受信ブランチ1a、1bを有するダイバーシチ受信機において、この複数の受信ブランチ1a、1bの夫々に受信信号データ系列中から同期信号データ部を検出する同期データ検出手段を設けると共にこの同期データ検出手段により検出された同期信号データ部を用いて送信機と受信機との間のインパルス応答をモデル化する伝送路特性推定手段とを設け、この複数の受信ブランチ1a、1bにおける伝送モデルを基にして、ビタビアルゴリズムを用いて伝送データ系列を推定すると共にこの複数の受

信ブランチ1 a, 1 bにおける生き残りパスを有しているパスメトリックの尤度を比較して、最尤パスと判定された受信ブランチ1 a, 1 bのパスメトリックの内容を復調データとして使用するようにしたものである。

【0010】

【作用】斯る本発明によれば複数の受信ブランチ1 a, 1 bの自動等化器11 a, 11 bの等化誤差を比較し、この等化誤差が最小の受信ブランチで復調された受信データを使用するようにしているので最良の受信データを得ることができる。

【0011】また本発明によれば複数の受信ブランチ1 a, 1 bにおける生き残りパスを有しているパスメトリックの尤度を比較して最尤パスと判定された受信ブランチのパスメトリックの内容を復調データとして使用するので最良の受信データを得ることができる。

【0012】

【実施例】以下図1～図5を参照して本発明ダイバースチ受信機の一実施例につき説明しよう。この図1において、図15に対応する部分には同一符号を付し、その詳細説明は省略する。

【0013】図1において、1 a及び1 bは受信ブランチを示し、この受信ブランチ1 a及び1 bは、図15例と同様に夫々受信用アンテナ2 a, 2 b、高周波回路3 a, 3 b、混合回路4 a, 4 b、中間周波回路6 a, 6 b、検波回路7 a, 7 bを有し、共通に局部発振回路5を有している。

【0014】本例においては、この検波回路7 a及び7 bの夫々の出力信号を自動等化器11 a及び11 bに供給し、この自動等化器11 a及び11 bの出力側に得られる復調信号を夫々セレクト回路8に供給する如くする。

【0015】この本例においては欧州におけるデジタル自動車電話方式であるTDMA（時分割多重化処理）方式の1種であるGSM（グループスペシヤルモバール）方式に適用した例につき説明する。

【0016】このGSM方式では基地局から移動局（自動車）への通話チャンネルは図5 Aに示すようなフレーム構成となっている。すなわち各々が156.25ビットからなる8つのタイムスロットによって1250ビット単位フレームが構成され、これは4.615 msecとなっている。

【0017】また1タイムスロットの内容は図5 Bに示すように略中央に設けられた26ビットの周期信号データ部とこの同期信号データ部の前及び後に設けられた夫々58ビットのデジタルデータ部等からなっている。

【0018】このGSM方式においては、この同期信号データ部の同期信号パターンとして8種類のデータ系列

が予め指定されており、その中の1つの系列を図5 Cに示す。

【0019】この自動等化器11 a及び11 bとしては夫々図2に示す如く構成する。

【0020】即ち図2において、20は検波回路7 a, 7 bよりの図5 A, B, Cに示す如き時分割多重化処理方式の復調器を介して得た受信信号が供給される受信信号入力端子を示し、この受信信号入力端子20に供給される受信信号はGSM方式の場合にはGMSK（ガウシヤンミニマムシフトキーイング）という変調方式が採用されており、高周波伝送系は復調器を通すことによりベースバンド信号に変換されるので、以下では説明を単純化するためベースバンドにおける信号として話を進める。

【0021】この受信信号入力端子20に供給される受信信号をトランスバースフィルタより構成した等化器21を介して出力端子22に供給する如くする。このトランスバースフィルタ21はn個の遅延回路D₁, D₂ … D_nとn+1個のタップ係数C₀, C₁, C₂ … C_vを乗算する乗算器と加算器21 aとより構成されたもので一般に周知のものと同様とする。

【0022】また、この入力端子20に得られる受信信号を受信信号の図5 Bの同期データ部を検出する同期データ検出回路23に供給すると共にインパルス応答推定回路24に供給する。

【0023】この同期データ検出回路23は予め指定された同期信号パターンが記憶されている同期パターンテーブル25よりの同期信号パターンと比較し、相関をとって検出する如くする。この場合、この同期パターンテーブル25は受信ブランチ1 a及び1 bの夫々の自動等化器11 a及び11 bに共用する如くする。

【0024】この同期データ検出回路23の出力側に得られる受信信号の同期信号データ部を誤差推定回路26及びインパルス応答推定回路24に供給する。

【0025】この誤差推定回路26には、また同期パターンテーブル25より予め指定された同期信号パターンを供給すると共に等化器21の出力信号を供給し、LMS（least mean square）アルゴリズム或いはRLS（recursive least squares）アルゴリズム（カルマンアルゴリズム）を利用して、フィルタ係数設定回路27よりの等化器を構成するトランスバースフィルタ21のタップ係数C₀, C₁, C₂ … C_nを逐次更新する。例えばLMSアルゴリズムを用いる場合には、次式に示す手順に従って更新する。

【0026】

【数1】

$$C_j(n+1) = C_j(n) - \alpha \cdot \sum_{k=1}^K y_{k-j} e(k)$$

ここでjはトランスバーサルフィルタ21のj番目のタップを表す、nは更新される際のn回目の更新を表す、 α はステップゲイン ($0 < \alpha \leq 1$)、Kは推定誤差を平均化する過程における平均化の回数、yは等化器21に入力される受信信号のサンプル値、eは等化誤差を示し、

$$e = e_{out} - a$$

e_{out} は等化器の出力信号、aは参照信号である。

$$r(kT) = \sum_{i=-n}^{+n} x(iT) \cdot y[(i+k)T]$$

【0029】ここでx(iT)は同期信号パターン、h(iT)はインパルス応答、Tは1シンボル時間長である。受信機側において、既知である情報は同期信号パターンx(iT)と受信信号y(iT)である。

【0030】この場合において、送信機と受信機との間に介在する伝送系のインパルス応答が図4に示す如くで

$$y(kT) = \sum_{i=-n}^{+n} x(iT) \cdot k[(k-i)T]$$

【0032】ここで数2による相互相関関数値の最大値を用いて正規化を行う。この様にして計算された相互相関関数は図4に示す如くであり、この図4のインパルス応答と相互相関関数とを比較すればわかるように、この相互相関関数よりインパルス応答を推定することが出来る。

【0033】このインパルス応答推定回路24よりの相互相関関数を初期値決定回路28に供給し、この初期値決定回路28において、この相互相関関数をフーリエ変換してそれをR(f)とする。このR(f)から逆フィルタの伝達特性を求める。

$$E(f) = 1/R(f)$$

【0034】この逆フィルタの伝達特性をフーリエ逆変換し、この出力値を等化器を構成するトランスバーサルフィルタ21のタップ係数 $C_0, C_1, C_2 \dots C_n$ の初期値とし、これをフィルタ係数設定回路27を介してトランスバーサルフィルタ21の乗算器に夫々供給する如くする。

【0035】この場合、この初期値の設定は受信機の使用時の初めだけでも良いが、1フレーム毎、あるいは数フレーム毎に行うようにしても良い。

【0036】この図2例の動作を図3のフローチャートを使用して説明する。本例を用いた受信ブランチ1a、1bで受信をスタートしたときには、まず同期データ検出回路23により受信信号の同期信号データ部をサーチし(ステップS1、S2)、この同期信号データ部が検出されないときはサーチをつづけるが、この同期信号データ部が検出されたときは、インパルス応答推定回路24にて、この受信信号の同期信号データ部と予め指定されている同期パターンテーブル25よりの同期信号パターンとの相互相関関数を計算し(ステップS3)、これを正規化する(ステップS4)。

【0027】またインパルス応答推定回路24に同期パターンテーブル25よりの同期信号パターンを供給する。このインパルス応答推定回路24において、この受信信号の同期信号データ部と同期信号パターン(SYN Cパターン)との相互相関関数を計算する。

【0028】

【数2】

あり、GSM方式における8種の同期信号パターンの1つの系列が図4の同期信号パターン(SYN Cパターン)(図5Cに対応)であったときに、受信信号の同期信号データ部は次式で表される。

【0031】

【数3】

【0037】次に初期値決定回路28により正規化された相互相関関数をフーリエ変換の計算をし(ステップS5)、これにより得た値R(f)から逆フィルタの伝達特性を求める(ステップS6)。

【0038】この逆フィルタの伝達特性をフーリエ逆変換し(ステップS7)、これをタップ係数の初期値とし、フィルタ係数設定回路27を介して等化器を構成するトランスバーサルフィルタ21のタップ係数を初期化する(ステップS8)。

【0039】次に等化器としてのトランスバーサルフィルタ21の動作を開始する(ステップS9)。このトランスバーサルフィルタ21の動作後は誤差推定回路26にてトランスバーサルフィルタ21の出力信号と同期信号データ部及び同期信号パターンにより、トランスバーサルフィルタ21のタップ係数の誤差を検出し(ステップS10)、この誤差が所定値より大きいときには数1に従って、このトランスバーサルフィルタ21のタップ係数 $C_0, C_1, C_2 \dots C_n$ を更新する(ステップS11、S12)。誤差が所定値より小さいときには上述動作を終わりとする。

【0040】また本例においては、この受信ブランチ1a及び1bの自動等化器11a及び11bに得られる夫々の等化誤差eを等化誤差判定回路12に供給し、この等化誤差判定回路12にて等化誤差eが小さいと判断された方の受信ブランチの自動等化器の出力端子24に得られる復調信号を受信データとして出力端子10に得るようにする。

【0041】この図1の例は上述の如く受信ブランチ1a及び1bの自動等化器11a、11bの等化誤差eを比較し、この等化誤差eが最小の受信ブランチで復調された受信データを使用するので、最良の受信データを得ることができる利益がある。

【0042】また図6～図13は本発明の他の実施例を示す。この図6～図13につき説明するに図6において、図1、図15に対応する部分には同一符号を付して示す。この図6例においても、複数例えば2個の受信ブランチ1a及び1bを設ける。

【0043】この受信ブランチ1a及び1bは、図15例と同様に夫々受信用アンテナ2a、2b高周波回路3a、3b混合回路4a、4b、中間周波回路6a、6b、検波回路7a、7bを有し、共通に局部発振回路5を有している。

【0044】本例においては、この検波回路7a及び7bの夫々の出力信号をビタビ等化器13a及び13bに供給し、このビタビ等化器13a及び13bの出力側に得られる復調信号を夫々セレクタ回路8に供給する如くする。

【0045】このビタビ等化器13a及び13bとしては夫々図7に示す如く構成する。この図7においては入力端子30に供給される受信信号をビタビ推定部31を構成するブランチメトリック計算回路32に供給すると共にこの受信信号を同期データ検出部33に供給し、この同期データ検出部33よりの同期信号データを伝送路特性推定部34に供給する。

【0046】この欧州で採用されたGSM方式の基地局から移動局（自動車）への通話チャンネルは図5A及びBに示す如きフレーム構成となっている。この各タイムスロットは図5Bに示す如くその中央部に既知のパターンを有する同期信号パターン（SYNCパターン）が付加されて送られてくるので、この伝送路特性推定部34ではこの同期信号パターンを利用して送信機と受信機との間に介在する伝送系のインパルス応答（以下チャンネルレスポンスという。）を推定する。

【0047】このGSM方式の場合にはGMSK（ガウシアンミニマムシフトキーイング）という変調方式が採用されているが、高周波伝送系は復調器を通すことによりベースバンド信号に変換されるので、以下では説明を単純化するためにベースバンドにおける信号処理として話を進める。

【0048】このGSM方式においては、同期信号パターンとして8種類のデータ系列が予め指定されており、その内の1つの系列を図5Cに示す。この同期信号パターンを利用してチャンネルレスポンスをモデル化する従来の一般的な手順を説明する。

【0049】今、チャンネルレスポンスが図4で示される様なケースを例題として取り上げることとする（現実には、このチャンネルレスポンスは未知である。）。この図4において、時間軸方向の単位は、シンボルの送出間隔に等しい。この図4の同期信号パターンは図5Cの同期信号パターンである。この様なチャンネルレスポ

ンスを有する伝送系を通過した時に受信される同期信号データは次式で表される。

【0050】

【数4】

$$y_i = \sum_{n=-k}^{+k} h_n \cdot x_{i-n}$$

ここで y_i は受信信号、 x_i は同期信号パターン、 h_i はチャンネルレスポンスを表す。また、夫々シンボル時間間隔Tでサンプリングされた値である。

10 【0051】数4に従って同期信号データ部に対応する受信信号を計算すると図4で示される様な出力信号が得られる。この受信機側において、既知である情報は同期信号パターン x_i と受信信号 y_i である。

【0052】従来のこの伝送路特性推定部34のモデル化の処理手順は、まず受信信号と同期信号パターンとの相関をとることによって同期信号データ部を検出する。

【0053】次にこの同期信号データ部と同期信号パターンとの相互相関関数 r_j を計算する。

【0054】

20 【数5】

$$r_j = \sum_{n=-l}^{+m} x_n \cdot y_{n+j}$$

【0055】次にこの相互相関関数 r_j の最大値を用いて正規化を行なう。このようにして計算された相互相関関数を図4に示す。この相互相関関数によりチャンネルレスポンスを推定し、ブランチメトリック計算回路32に供給する。

【0056】このチャンネルレスポンスを推定した後で、ビタビアルゴリズムを用いて送信データ系列を復号する。図9に一般化した伝送路等価モデルを示す。ここでは、この図9の一般化した伝送路等価モデルを具体的にそのチャンネルレスポンス長を限定してモデル化した図10の例について話を進める。

【0057】この図10のようにモデル化するとそれは拘束長=4

符号化率 $r = 1/1$

の畳み込み符号器と見ることができる。但し、通常の畳み込み符号器と異なる点は加算器71が線形動作をおこなうこと及びシフトレジスタ T_0 、 T_1 、 T_2 及び T_3 に入力されるシンボルは $\langle +1 \rangle$ と $\langle -1 \rangle$ との2値であり、またシフトレジスタの各出力はチャンネルレスポンス h_{-1} 、 h_0 、 h_{+1} 及び h_{+2} に相当する重みを付けた後に加算器71で加えられることの2点である。

【0058】このようにモデル化した場合に送出されるシンボルGは次式で表される。

【0059】

【数6】

40

$$G = \sum_{n=-1}^{+2} h_n \langle T_{n+1} \rangle$$

$$= h_{-1} \langle T_0 \rangle + h_0 \langle T_1 \rangle + h_{+1} \langle T_2 \rangle + h_{+2} \langle T_3 \rangle$$

ここで $\langle T_j \rangle$ はレジスタ T_j に格納された内容を表すものとする。

【0060】この図10に示す伝送路等価モデルにおける伝送路の内部状態の遷移を表すトレリス図を図11に示す。この図11の各状態節点 S_i に対応する3文字のアルファベットは各タイムスロットにおけるシフトレジスタの内部状態を表すものとする。ここでシフトレジスタは $\langle +1 \rangle$ と $\langle -1 \rangle$ との値をとるので、表現の都合上それぞれH及びLと表すこととする。尚この図11では通常用いられる格子構造図に変形を加えて、情報入力シンボル $\langle -1 \rangle$ が入力された場合には実線で、また情報入力シンボル $\langle +1 \rangle$ が入力された場合には破線で示す様な遷移が発生することを表している。

【0061】一方ブランチメトリック計算回路32に受信信号データ Y_k を入力してその遷移に関する尤度を計算する。その尤度を量るための計量として幾つか提案されているが、ビタビ復号器における最も一般的な評価尺度であるハミング距離を広義に適用する。

【0062】今タイムスロット $t(k)$ におけるブランチメトリックは次式で計算される。

【0063】

$$【数7】 b(k, S_i \rightarrow S_n) = |Y_k - G_k|$$

ここで、 Y_k は受信信号データであり、また G_k は等価伝送路モデルから送出されるシンボルであって、数6で計算される値をとる。

【0064】このブランチメトリック計算回路32に得られるブランチメトリックをACS (Add Compare Select) 回路35に供給する。このACS回路35は、加算器と比較器とセレクトとから構成され、各状態において、このブランチメトリックとパスメトリック記憶回路36に記憶されている1タイムスロット前のパスメトリックとを加算してその値の小さい方を尤もらしい生き残りパスとして選択する。ここでパスメトリックとは、生き残りパスにおけるブランチメトリックを合算した値である。

【0065】このACS回路35の出力信号を正規化回路37を介してパスメトリック記憶回路36に供給すると共にこのACS回路35の出力信号を最尤パス検出回路38に供給する。

【0066】この最尤パス検出回路38は最小のパスメトリック値を有するパスを検出してそのパスに対応したパスメモリ39の内容を復号データとして出力する。このパスメモリ39は情報ビット列を推定して記憶しておくメモリである。

【0067】このビタビ等化器を構成する論理ユニット

を図12に示す。この図12において、各計量はそれぞれ次の様な内容を表すものとする。

【0068】

$P(k-1, S_i)$: タイムスロット $t(k-1)$ において状態節点 S_i に到達した生き残りパスが有するパスメトリック

$P(k-1, S_j)$: タイムスロット $t(k-1)$ において状態節点 S_j に到達した生き残りパスが有するパスメトリック

$b(k, S_i \rightarrow S_n)$: タイムスロット $t(k)$ において状態節点 S_i から状態節点 S_n への遷移に対応するブランチメトリック

$b(k, S_j \rightarrow S_n)$: タイムスロット $t(k)$ において状態節点 S_j から状態節点 S_n への遷移に対応するブランチメトリック

【0069】

$M(k-1, S_i)$: タイムスロット $t(k-1)$ において状態節点 S_i に到達した生き残りパスが有するパスメモリ

$M(k-1, S_j)$: タイムスロット $t(k-1)$ において状態節点 S_j に到達した生き残りパスが有するパスメモリ

$\langle -1 \rangle, \langle +1 \rangle$: タイムスロット $t(k)$ において送出されたと推定される情報シンボル

$P(k, S_n)$: タイムスロット $t(k)$ において状態節点 S_n に到達した生き残りパスが有するパスメトリック

$M(k, S_n)$: タイムスロット $t(k)$ において状態節点 S_n に到達した生き残りパスが有するパスメモリ

【0070】ここで、拘束長を k とすると、状態数は 2^{k-1} だけ存在するので、図12に示す論理ユニットの数も基本的には状態数 2^{k-1} だけ必要となる。更に図7に示したビタビ等化器のブロック構成の様に正規化回路37を設けて、パスメトリック記憶回路36の規模を減らし、またパスメトリック計算時におけるオーバーフローを防ぐ方式が一般的である。

【0071】この正規化の具体的な処理としては、まずパスメトリックの最小値を検出し次にその値を各パスメトリック量から減算する処理が行なわれる。このようにしてセレクトされた生き残りパスの数は、状態数と同じく 2^{k-1} だけ存在することになる。

【0072】各タイムスロットにおいて、生き残りパスを選択する操作とそのパスに対応するパスメトリックとパスメモリ39を更新する操作を繰り返す。この操作を十分に長い時間にわたって行なうとある時間以前におい

10

20

30

40

50

ては、同一のパスにマージすることが知られており、この様子を図13に示す。最新の処理時点から遡ってパスがマージするまでのパスの長さを打ち切りパス長と呼んでいる。

【0073】図12のバスメモリの更新のしかたはそれぞれの状態により決定する。例えば“LLL”の論理ユニットでは(-1)、“HLL”の論理ユニットでは(+1)と決り、以下同様に決まる。

【0074】最尤判定では最小のパスメトリック値を有するパスを検出してそのパスに対応したバスメモリの内容を打ち切りパス長(通常拘束長の3倍から4倍程度に設定される)分さかのぼった時点の情報シンボルとして出力する。

【0075】このビタビ等化器の信号処理の流れを図8のフローチャートを用いて説明する。先ず受信信号データ Y_k が入力端子30に供給されたときに同期信号パターンを検出し(ステップS1)、この受信信号データ Y_k の同期信号パターンと予め記憶されている同期信号パターンとの相互相関関数を伝送路特性推定部34において計算し(ステップS2)チャンネルレスポンスを推定する(ステップS3)。次にブランチメトリック計算回路32はブランチメトリックの計算を行い(ステップS4)、続いてN番目のステートについて計算を開始する(ステップS5)。

【0076】次に1タイムスロット前のステート1のアドレスを設定し(ステップS6)、次にこの設定したアドレスのパスメトリック記憶回路36に記憶されたパスメトリックを読み込み(ステップS7)、このパスメトリックをステップS4で計算したブランチメトリックとACS回路35で加算し、この加算出力をレジスタP1に格納する(ステップS8)。

【0077】次にステップS9では、1タイムスロット前のステート2のアドレスの設定を行い、この設定したアドレスのパスメトリック記憶回路36に記憶されたパスメトリックを読み込み(ステップS10)、このパスメトリックをステップS4で計算したブランチメトリックとACS回路35で加算し、この加算出力をレジスタP2に格納する(ステップS11)。

【0078】次にこのACS回路35で、このレジスタP1及びP2の各格納値の比較及びセレクトの動作を行い(ステップS12、S13)、そのセレクト値を出力し(ステップS14)、この値でパスメトリック記憶回路36を更新する(ステップS15)と共にバスメモリ39を更新する(ステップS16)。

【0079】上述したステップS5からステップS16までの処理を、状態数 2^{k-1} だけ繰り返す(ステップS17)。以上の処理が終了した後、最尤パス検出回路38によって最小のパスメトリック値を有するパスを検出し(ステップS18)、さらにパスメトリックの最小値を各パスメトリック量から減算することにより正規化の

処理を行う(ステップS19)。

【0080】続いて最尤パス検出回路38によって最尤パスのアドレスを設定し(ステップS20)、バスメモリ39の内容を復号データとして出力する(ステップS21)。

【0081】また本例においては、この受信ブランチ1a及び1bのビタビ等化器13a及び13bに得られる生き残りパスを有しているパスメトリックの尤度を尤度比較回路14に夫々供給し、この尤度比較回路14にて最尤パスと判定した受信ブランチのビタビ等化器の出力信号をセクタ回路8にてセレクトして出力端子10に得るようにする。

【0082】この図6の例によれば、複数の受信ブランチ1a、1bにおける生き残りパスを有しているパスメトリックの尤度を比較して最尤パスと判定された受信ブランチのパスメトリックの内容を復調データとして使用するので最良の受信データを得ることができる利益がある。

【0083】また図14は本発明の他の実施例を示す。この図14例につき説明するに、この図14において、図1、図15に対応する部分には同一符号を付す。この図14においても、複数例えば2個の受信ブランチ1a及び1bを設ける。

【0084】この受信ブランチ1a及び1bは図15例と同様に、夫々受信用アンテナ2a、2b、高周波回路3a、3b、混合回路4a、4b、中間周波回路6a、6b、検波回路7a、7bを有し、共通に局部発振回路5を有している。また検波回路7a及び7bの夫々の出力信号を夫々セクタ回路8に供給する。

【0085】本例においては、この検波回路7a及び7bの夫々の出力信号を夫々エラー検出回路15a及び15bに夫々供給し、このエラー検出回路15a及び15bで夫々の検波データの誤り率を検出する。このエラー検出回路15a及び15bとしては周知の種々のエラー検出回路が使用でき、一般にデジタルデータ伝送システムではエラー検出及びエラー訂正は不可欠なので、之等を共用しても良い。

【0086】このエラー検出回路15a及び15bに得られる誤り率を誤り率比較回路16に供給し、この誤り率比較回路16の出力にて誤り率が最小となる受信ブランチをセクタ回路8で選択させ、その受信ブランチで復調した受信データを出力端子10に得るようにする。

【0087】この図14例においては誤り率が最小の受信ブランチを選択して、その受信データを使用するので最良の受信データを得ることができる利益がある。

【0088】尚、上述実施例においては受信ブランチを2個設けた例につき述べたが、この受信ブランチの数を3個以上必要に応じ上述同様に設けるようにしても良いことは勿論である。また本発明は上述実施例に限ることなく本発明の要旨を逸脱することなくその他種々の構成

10

20

30

40

50

が採り得ることは勿論である。

【0089】

【発明の効果】本発明によれば自動車電話等のデジタル移動通信システムに使用しても最適な受信データが得られるダイバーシチ受信機をえることができる利益がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明ダイバーシチ受信機の一実施例を示す構成図である。

【図2】自動等化器の例を示す構成図である。

【図3】図2の説明に供するフローチャートである。

【図4】図2の説明に供する線図である。

【図5】図2の説明に供する線図である。

【図6】本発明の他の実施例を示す構成図である。

【図7】ビタビ等化器の例を示す構成図である。

【図8】図7の説明に供するフローチャートである。

【図9】一般化した伝送路等化モデルを示す線図である。

【図10】具体化した伝送等化モデルを示す線図である。

る。

【図11】トレリス表現を示す線図である。

【図12】ビタビ等化器の論理ユニットを示す線図である。

【図13】メトリックの計算と生き残りパスを示す線図である。

【図14】本発明の他の実施例を示す構成図である。

【図15】従来のダイバーシチ受信機の例を示す構成図である。

10 【符号の説明】

1 a, 1 b 受信ブランチ

7 a, 7 b 検波回路

8 セレクタ回路

10 出力端子

11 a, 11 b 自動等化器

12 等化誤差判定回路

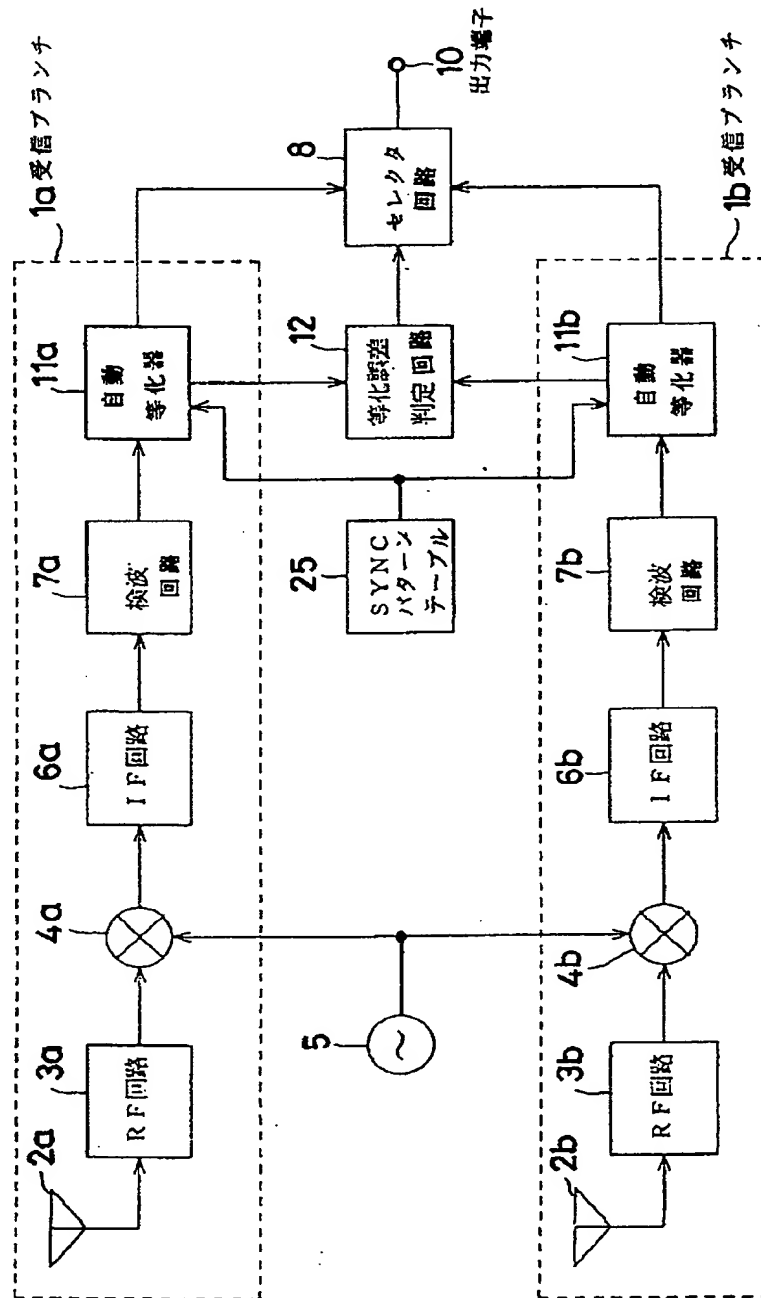
13 a, 13 b ビタビ等化器

14 尤度比較回路

【図4】

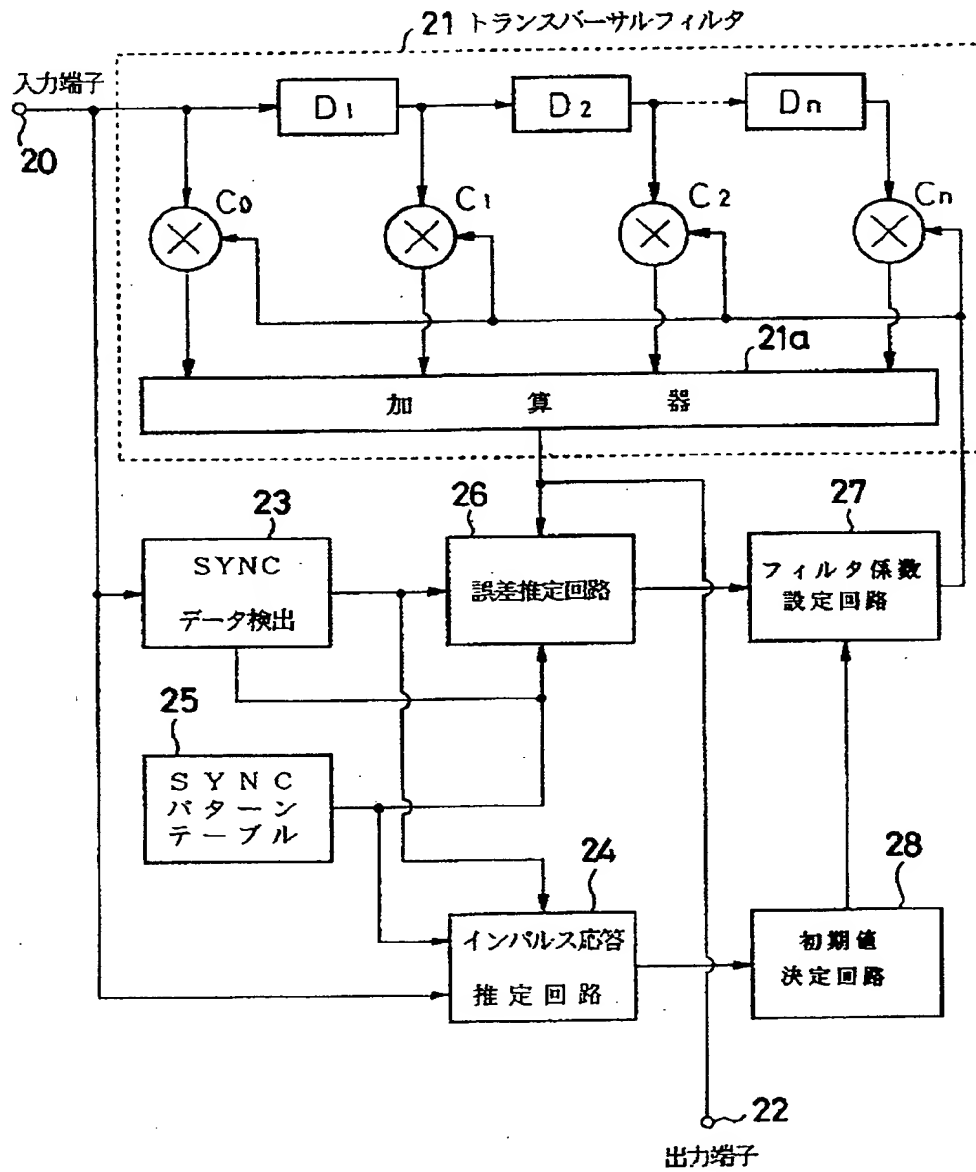
時間軸	インパルス応答 (チャンネル レスポンス)(h)	SYNC パターン (x)	受信信号 (同期信号データ部) (y)	相互相関関係 (xとy)	自己相関 (xの)
-15			-0.80000	-0.08077	-0.03846
-14			-0.80000	0.03846	-0.07692
-13		-1.00000	-0.20000	-0.08077	-0.03846
-12		-1.00000	-1.80000	-0.02308	0.0
-11		1.00000	-0.10000	0.04231	-0.03846
-10		-1.00000	-0.50000	-0.30769	0.0
-9		-1.00000	-1.50000	0.19615	0.11538
-8		1.00000	1.50000	-0.38462	-0.38462
-7		-1.00000	-0.50000	0.11923	0.11538
-6		1.00000	-2.10000	-0.17692	0.0
-5		1.00000	-0.10000	0.08846	-0.03846
-4		1.00000	0.50000	-0.07692	-0.07692
-3		-1.00000	-1.50000	0.07308	0.11538
-2	0.80000	-1.00000	-1.50000	0.77692	0.0
-1	0	-1.00000	-0.50000	-0.03462	-0.03846
0	1.00000	-1.00000	-2.10000	1.00000	1.00000
1	0	1.00000	-0.10000	0.04231	-0.03846
2	0.30000	-1.00000	-2.10000	0.23846	0.0
3		-1.00000	0.10000	0.07308	0.11538
4		-1.00000	-2.10000	-0.07692	-0.07692
5		1.00000	-0.10000	0.08846	-0.03846
6		-1.00000	-0.50000	-0.33077	0.0
7		-1.00000	-1.50000	0.19615	0.11538
8		1.00000	1.50000	-0.38462	-0.38462
9		-1.00000	-0.50000	0.11923	0.11538
10		1.00000	2.10000	-0.11538	0.0
11		1.00000	0.70000	-0.03462	-0.03846
12		1.00000	1.30000	-0.06154	0.0
13			0.30000	-0.08077	-0.03846
14			0.30000	0.23077	-0.07692
15				-0.08077	-0.03846

【図1】



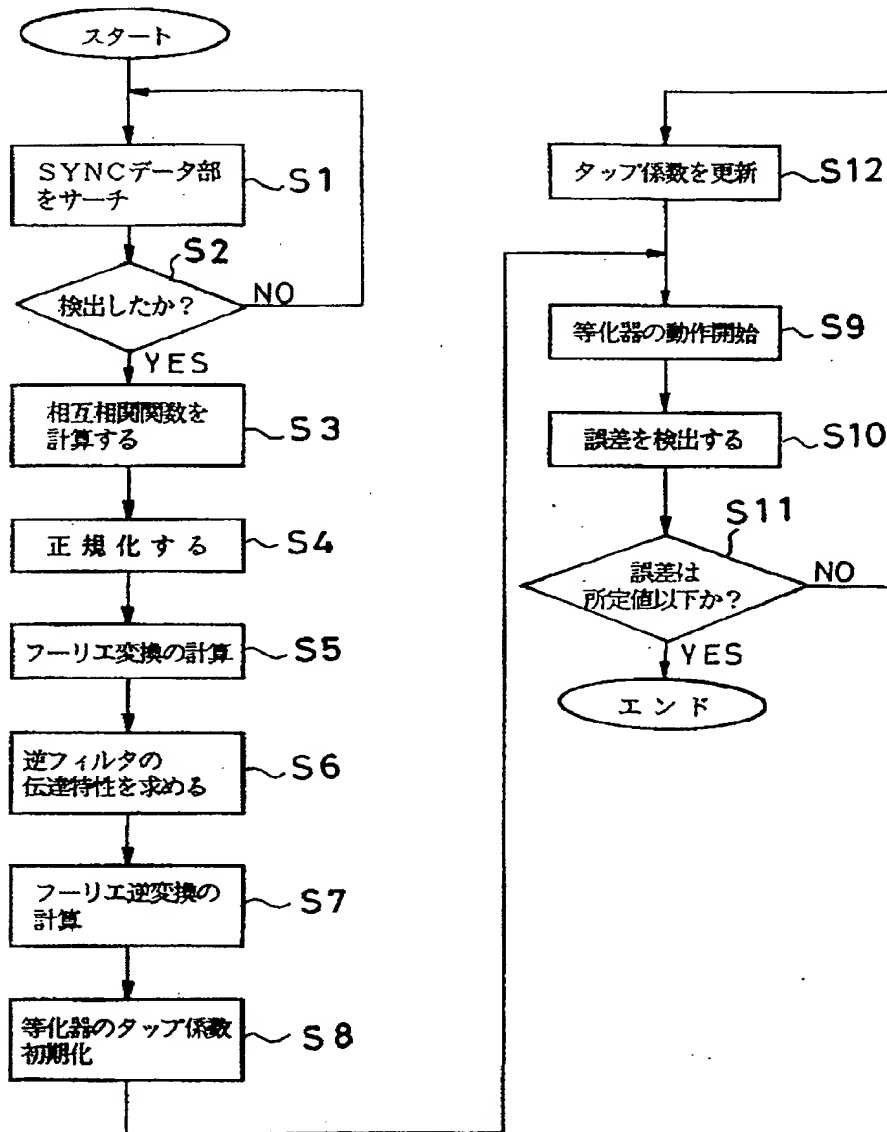
本発明ダイバーシチ受信機の例

【図2】

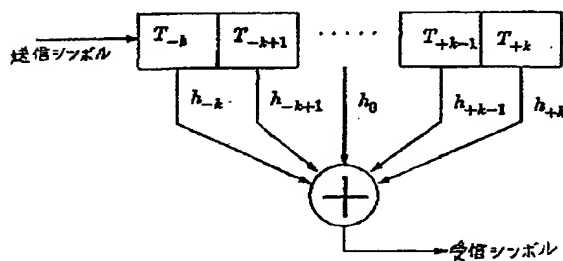


自動等化器の例

【図3】

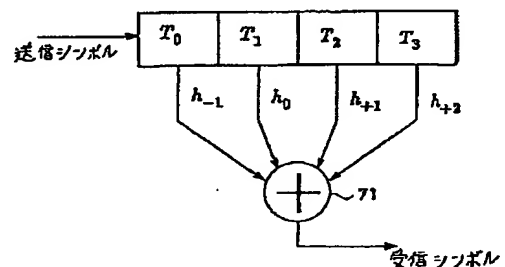


【図9】



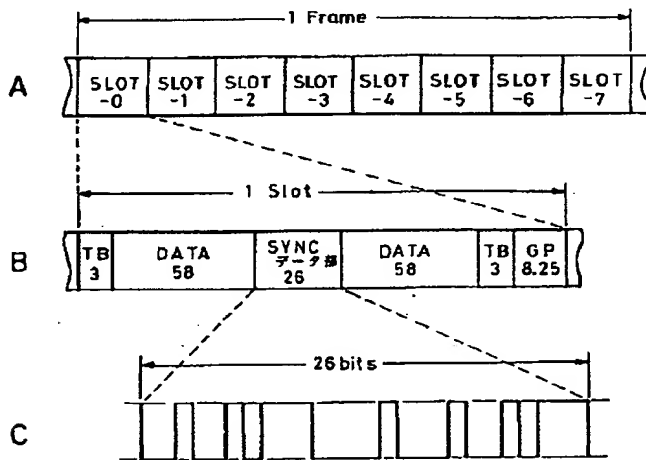
一般化した伝送路等価モデル

【図10】

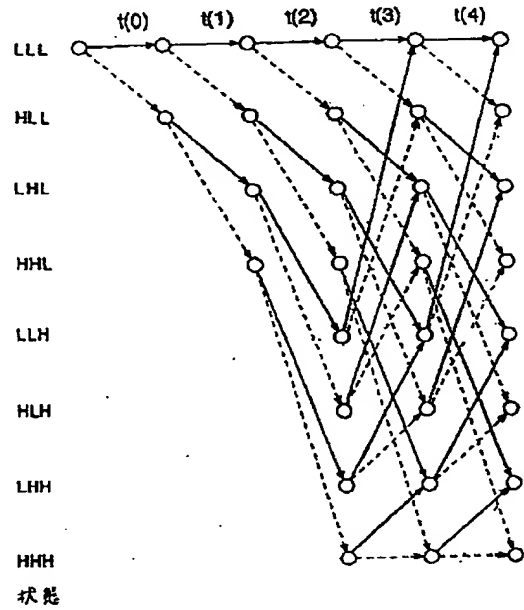


具体化した伝送路等価モデル

【図5】



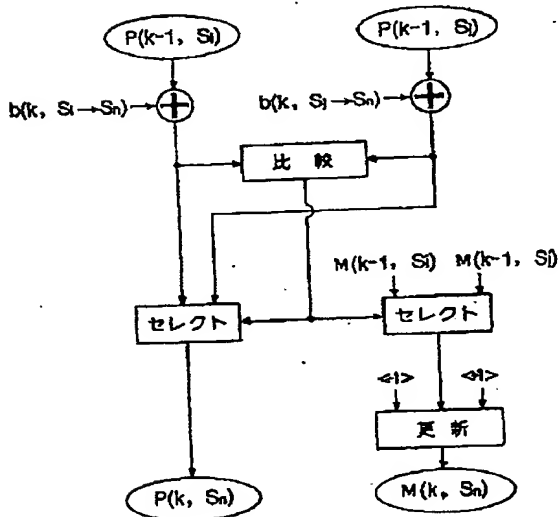
【図11】



— 入力 = $\langle 1 \rangle$ (L)
 ---- 入力 = $\langle 1 \rangle$ (H)

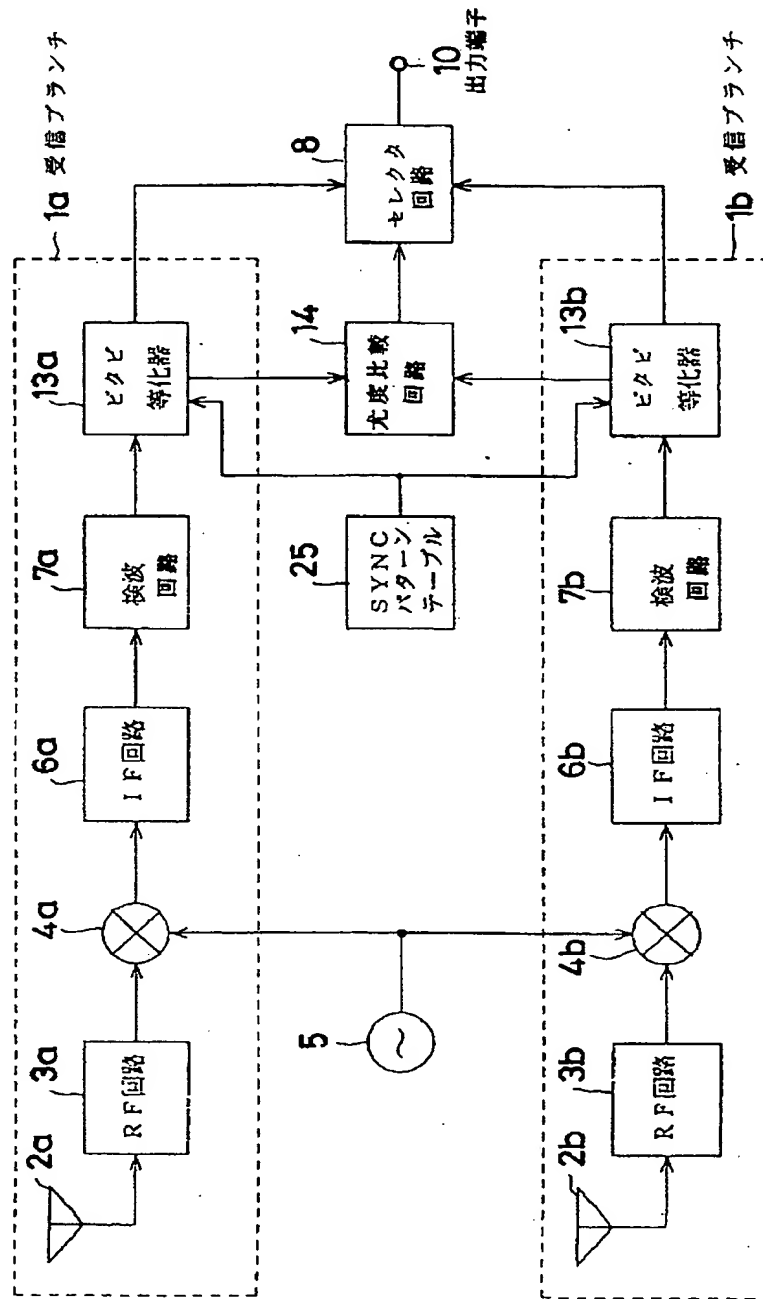
トリレス表現

【図12】



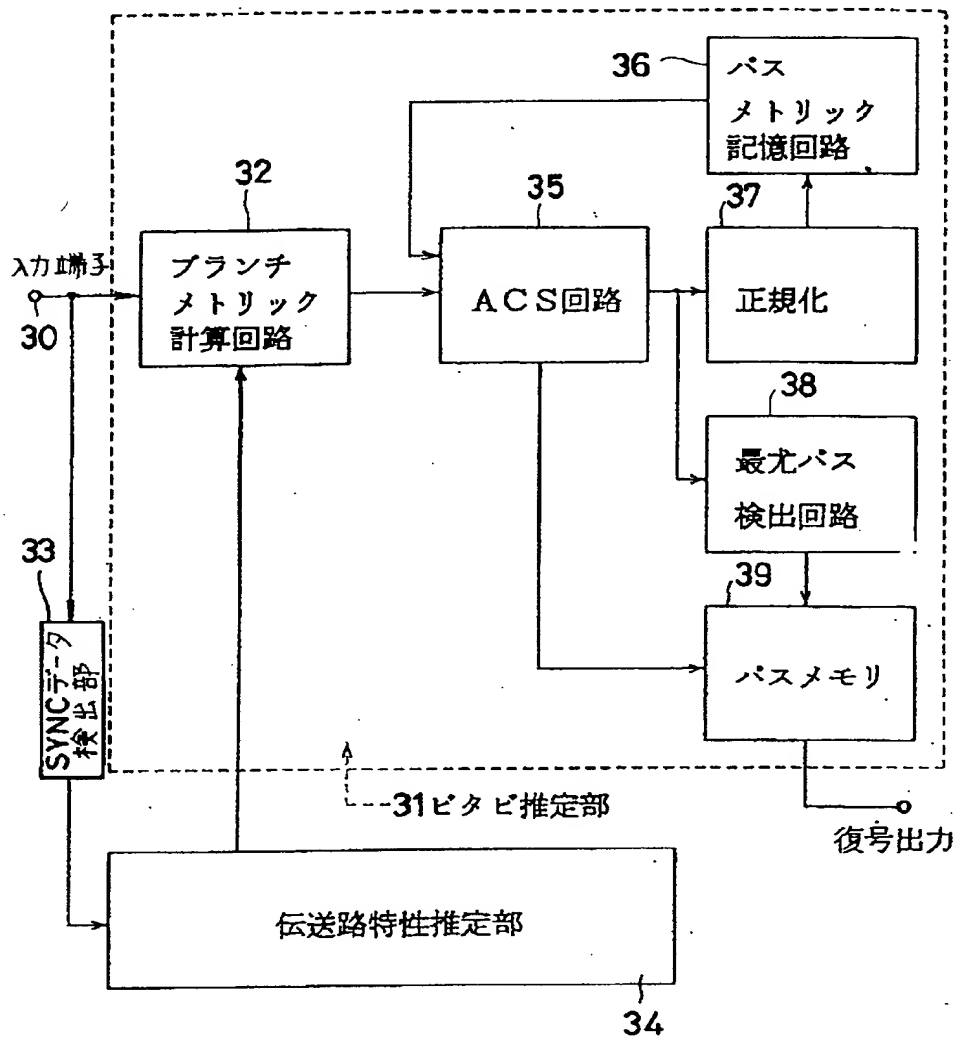
ビタビ等化器の論理ユニット

【図6】

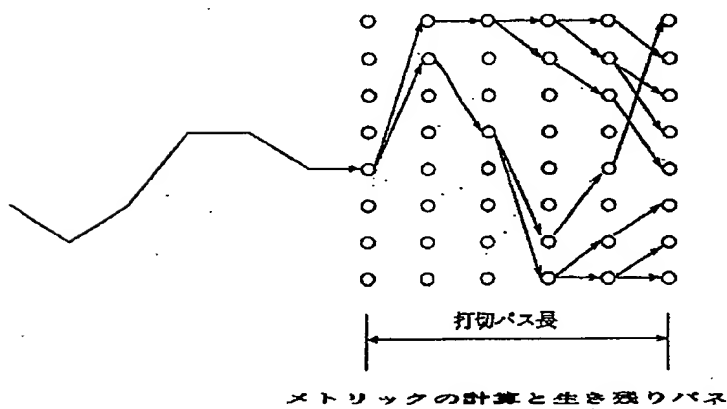


本発明ダイバーシチ受信機その他の例

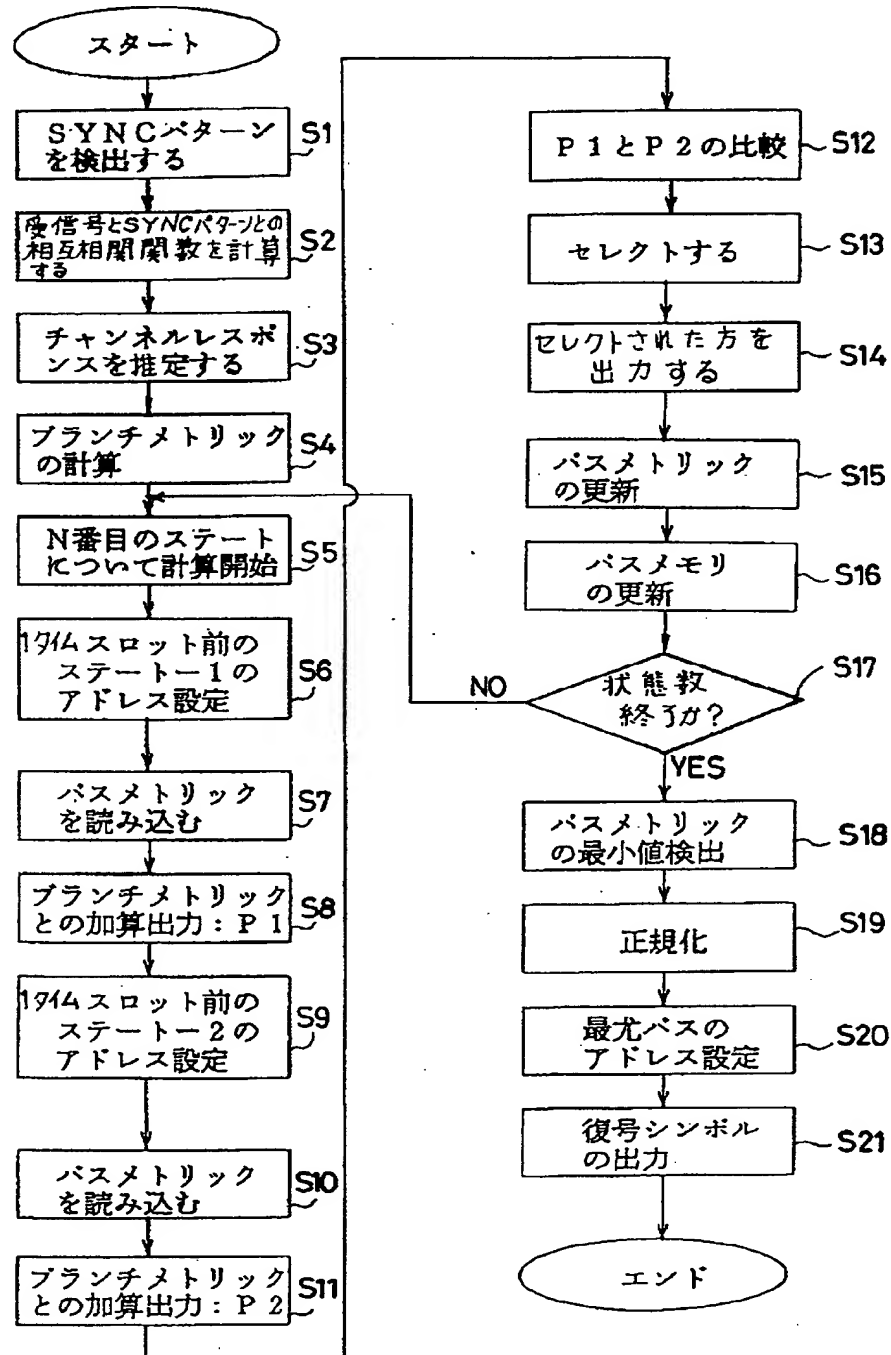
【図7】



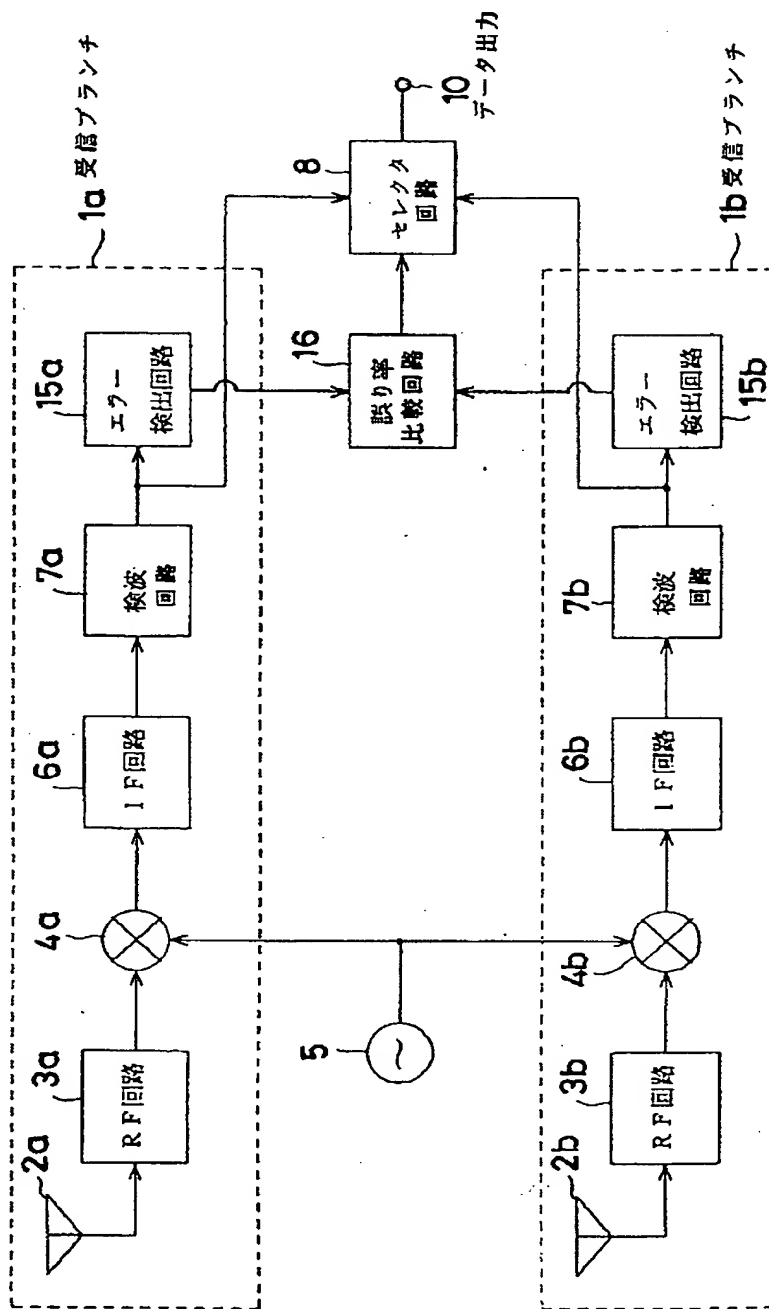
【図13】



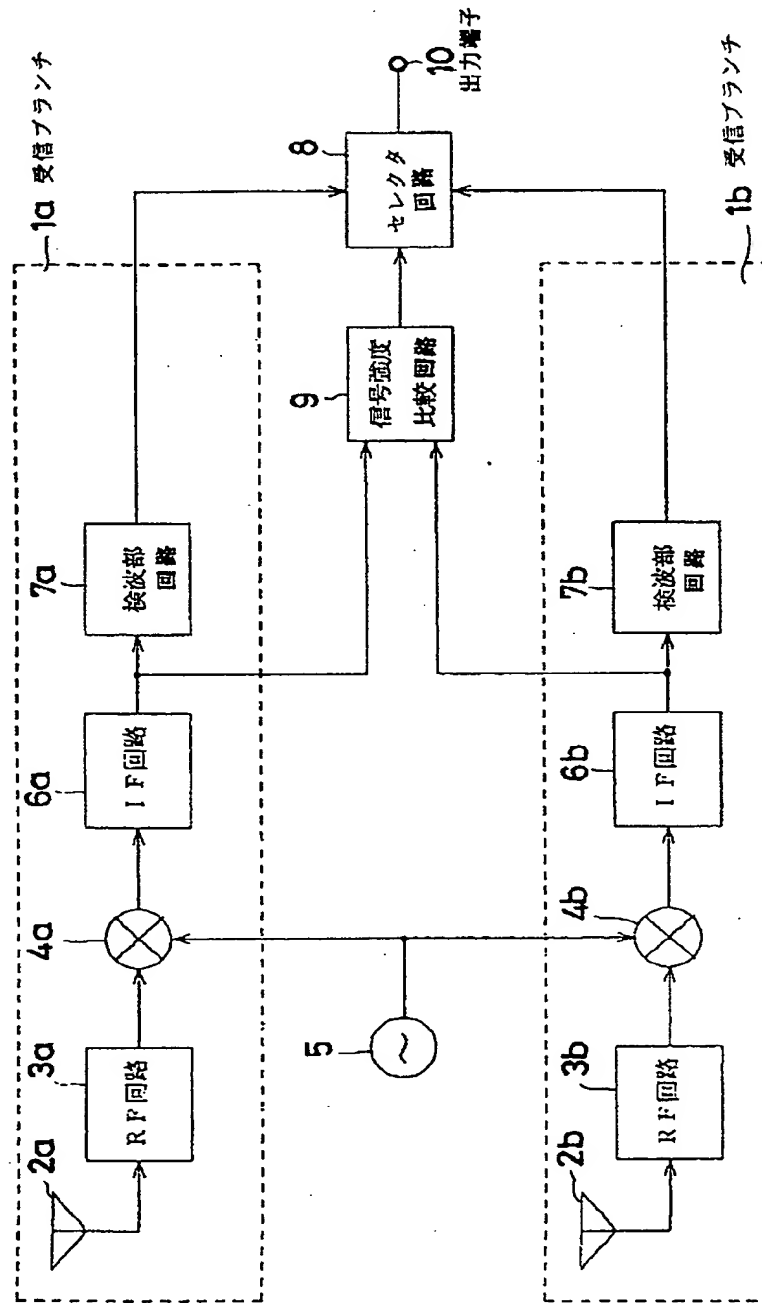
【図8】



【図14】



【図15】



従来の選択合成法によるダイバシチ受信機の例

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.